

Università degli Studi di Padova



Facoltà di Ingegneria

Corso di Laurea in Ingegneria dell'Informazione

CONTROLLO DI POSIZIONE DI UN'ANTENNA

Relatore: Ch.ma Prof. Maria Elena Valcher

Laureando: Giacomo Lezziero

Matricola n.: 610339

Anno Accademico 2011-2012

INDICE

INTRODUZIONE.....	1
 1. CAPITOLO PRIMO	 3
MODELLIZZAZIONE	3
1.1 Modello matematico	3
1.2 Controllo in retroazione.....	5
 2. CAPITOLO SECONDO	 7
PROGETTO DEL CONTROLLORE	7
2.1 Funzione di trasferimento $G(s)$	7
2.2 Primo controllore.....	10
2.3 Luogo delle radici.....	12
2.4 Secondo controllore.....	15
2.5 Terzo controllore	19
 3. CAPITOLO TERZO	 23
SIMULAZIONI E OSSERVAZIONI	23
3.1 Simulazioni.....	23
3.2 Conclusioni.....	31
 RIFERIMENTI BIBLIOGRAFICI	 33
BIBLIOGRAFIA	33

INTRODUZIONE

L'obiettivo della seguente tesi è l'analisi di stabilità ed il controllo del sistema meccanico che permette il posizionamento di un'antenna controllata da un servomeccanismo che ne determina l'inclinazione. L'apparato è in grado di consentire un'elevazione tra 0 e 90 gradi.

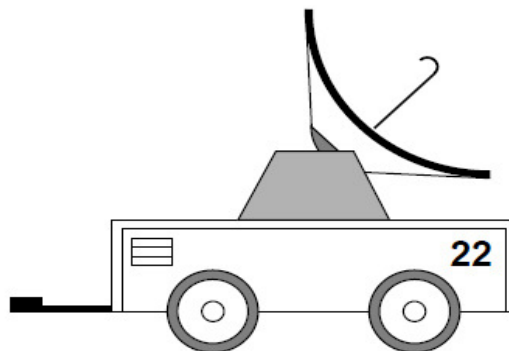


Figura 1

L'elevazione è controllata da un servomeccanismo di posizione che utilizza come attuatore un motore in corrente continua e come trasduttore di rotazione un potenziometro. La tensione fornita da quest'ultimo viene considerata come uscita del sistema la quale, confrontata con una tensione di riferimento (ingresso del sistema), permette di determinare la rotazione da compiere.

MODELLIZZAZIONE

1.1 Modello matematico

Il meccanismo di elevazione dell'antenna è costituito da una massa soggetta ad attrito viscoso che ruota attorno ad un asse sotto l'azione della coppia fornita dal motore, attraverso un riduttore con rapporto 10:1. Dall'equilibrio delle coppie si ottiene:

$$C_m = J_e \frac{dw}{dt} + f_e w$$

Dove J_e è il momento d'inerzia dell'antenna ed f_e è il coefficiente di attrito viscoso.

La coppia motrice, trascurando l'induttanza del circuito, è legata alla tensione di riferimento ed alla tensione fornita dal potenziometro dalle seguenti relazioni:

$$C_m = K_{me} i_a$$

$$i_a = \frac{V_a - k_{me} w}{R_a} = \frac{V_r - k_t \theta - k_{me} w}{R_a}$$

Uguagliando le due espressioni di C_m e assumendo $x_1(t) = \theta(t)$ e $x_2(t) = w(t)$ si ottiene:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -\frac{k_{me} k_t}{R_a J_e} x_1 - \left(\frac{f_e}{J_e} + \frac{k_{me}^2}{R_a J_e} \right) x_2 + \frac{k_{me}}{R_a J_e} V_r \end{cases}$$

Considerando come uscita $y(t) = x_1(t)$ si ottiene il modello nello spazio degli stati:

$$\begin{cases} \dot{x} = Fx + GV_r \\ y = Hx \end{cases}$$

Descritto dalle matrici:

$$F = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{K_{me}K_t}{R_aJ_e} & -\left(\frac{K_{me}^2}{R_aJ_e} + \frac{f_e}{J_e}\right) \end{bmatrix} \quad G = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{K_{me}}{R_aJ_e} \end{bmatrix} \quad H = [1 \quad 0]$$

Da quest'ultime si ottiene la funzione di trasferimento del sistema:

$$G'(s) = [1 \quad 0] \begin{bmatrix} s & -k_t \\ \frac{K_{me}}{R_aJ_e} & s + \left(\frac{K_{me}^2}{R_aJ_e} + \frac{f_e}{J_e}\right) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{K_{me}}{R_aJ_e} \end{bmatrix}$$

Attribuendo i seguenti valori numerici ai parametri:

$$J_e = 20 \quad \text{kg} \cdot \text{m}^2$$

$$f_e = 240 \quad \text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s} / \text{rad}$$

$$V_{nom} = 260 \quad \text{V}$$

$$R_a = 0.30 \quad \text{A}$$

$$k_{me} = 1.20 \quad \text{N} \cdot \text{m} / \text{A}$$

$$k_t = 6 \quad \text{V} / \text{rad}$$

Si ottiene:

$$G'(s) = \frac{2}{s^2 + 36s + 12}$$

1.2 Controllo in retroazione

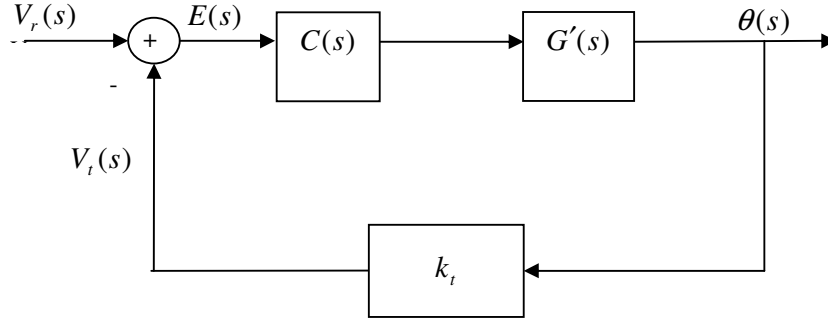


Figura 2

Per migliorare le prestazioni del sistema, ed ottenere in uscita il valore desiderato, inseriamo un compensatore $C(s)$ come in figura. Si è così realizzato uno schema di controllo a catena chiusa. Il progetto del controllore $C(s)$ permetterà di mantenere il sistema BIBO stabile migliorandone anche i parametri di merito come tempo di salita, tipo ed errore a regime. Si cercherà inoltre di minimizzare, o se sarà possibile annullare, componenti oscillatorie in uscita ed eventuali fenomeni di saturazione.

Secondo lo schema di Figura 2, l'uscita del sistema è l'angolo di elevazione dell'antenna. Per semplificare l'analisi consideriamo come uscita la tensione V_t fornita dal potenziometro.

Ricaviamo la funzione di trasferimento in catena chiusa dello schema di figura 2. Si ha:

$$E(s) = V_r(s) - V_t(s)$$

Da cui

$$\theta(s) = C(s)G'(s)(V_r(s) - V_t(s))$$

Sostituendo $V_t(s) = k_t \theta(s)$, si ottiene:

$$\theta(s) = \frac{C(s)G'(s)}{1 + k_t C(s)G'(s)} V_r(s)$$

Dalla quale si ottiene:

$$V_t(s) = \frac{C(s)k_t G'(s)}{1 + k_t C(s)G'(s)} V_r(s)$$

Considerando

$$G(s) = k_t G'(s)$$

Si ottiene

$$V_t(s) = \frac{C(s)G(s)}{1 + C(s)G(s)} V_r(s)$$

Che equivale al seguente schema:

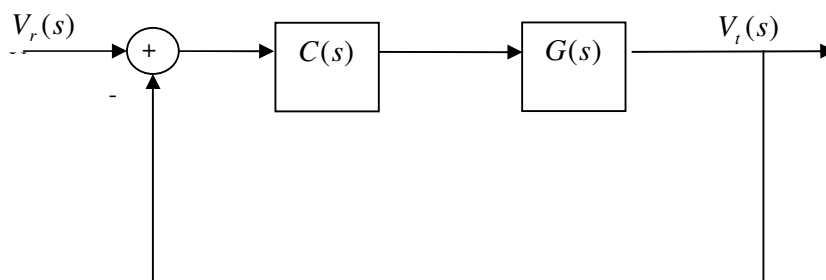


Figura 3

La nuova funzione di trasferimento vale:

$$G(s) = \frac{12}{s^2 + 36s + 12} = \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{p_1}\right)\left(1 + \frac{s}{p_2}\right)}$$

Con

$$p_1 = 18 - 2\sqrt{78} \cong 0.34$$

$$p_2 = 18 + 2\sqrt{78} \cong 35.66$$

2. CAPITOLO SECONDO

PROGETTO DEL CONTROLLORE

2.1 Funzione di trasferimento $G(s)$

Consideriamo ora la funzione di trasferimento $G(s)$ e analizziamone stabilità e parametri di merito.

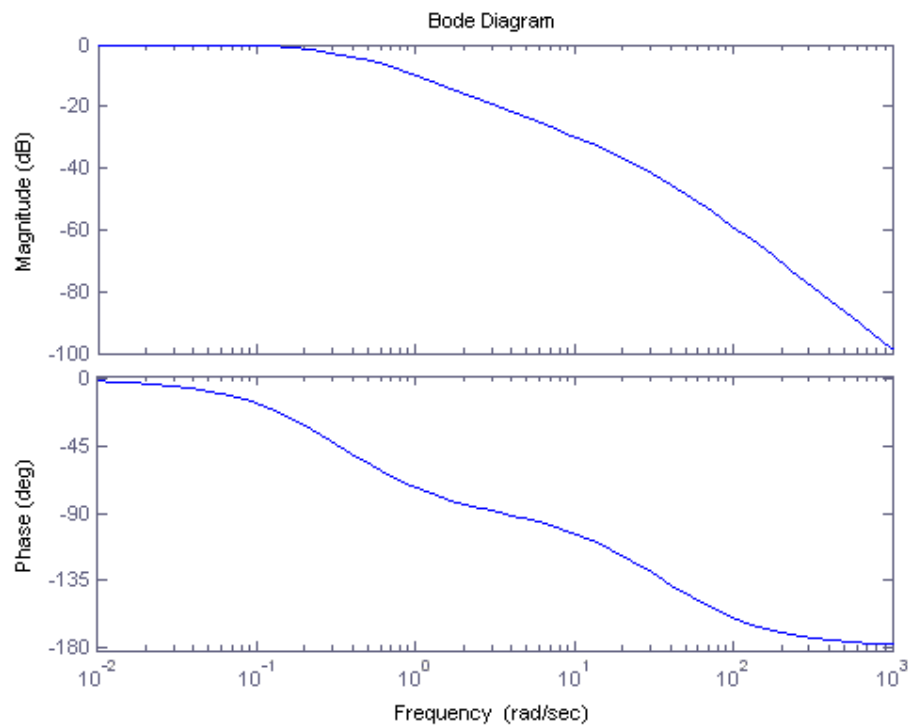


Figura 4: Diagrammi di Bode di $G(s)$

Dalla posizione dei poli notiamo che sono entrambi a parte reale negativa. Da ciò deriva la stabilità BIBO di $G(s)$.

Dai diagrammi di Bode (Figura 4) si nota che la frequenza di attraversamento ω_a e il margine di fase φ_a risultano entrambi non definiti, dal momento che il diagramma delle ampiezze si trova interamente sotto l'asse a 0 dB.

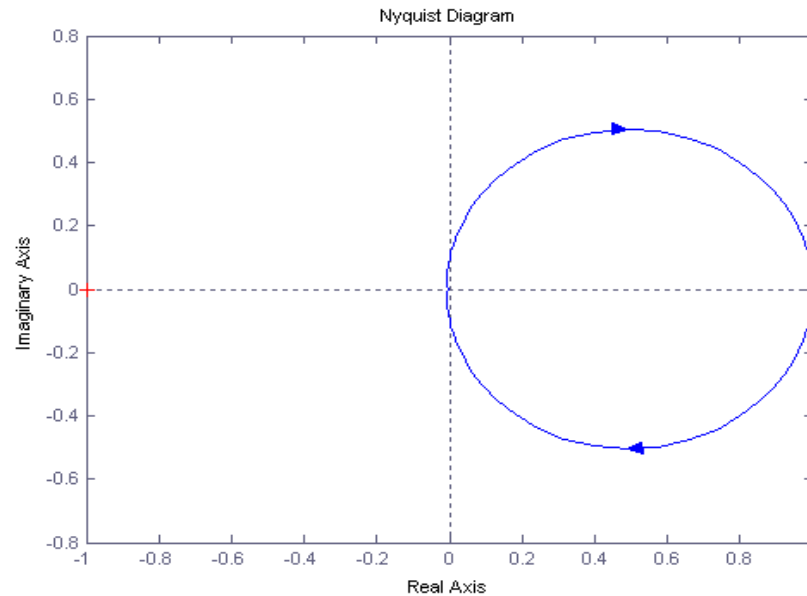


Figura 5: Diagramma di Nyquist di $G(s)$

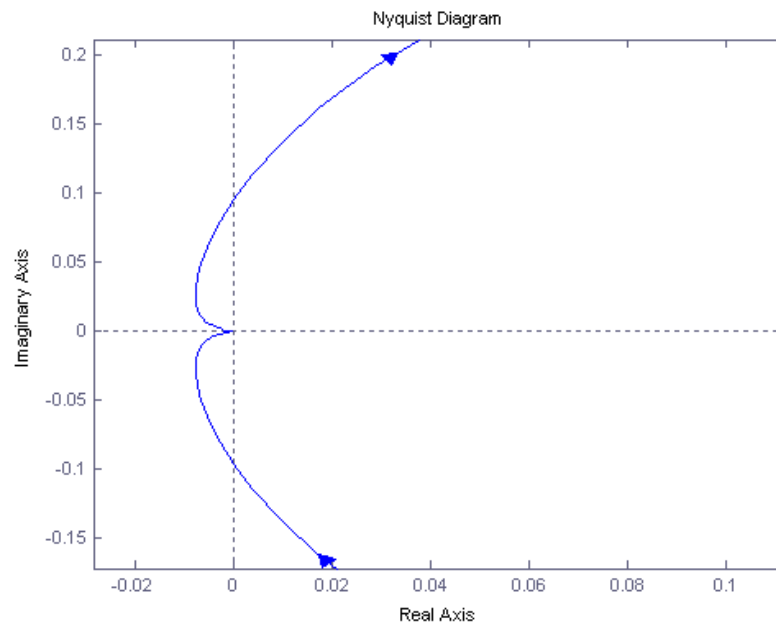


Figura 6: Zoom del diagramma di Nyquist nel punto zero

Viene riportato anche il diagramma di Nyquist, che verrà utilizzato nell'analisi di stabilità del sistema retroazionato.

2.2 Primo controllore

Consideriamo un controllore proporzionale:

$$C_1(s) = K_p$$

Analizziamo, per ogni valore di K_p , se il diagramma di Nyquist circonda il punto -1.

Per semplicità, invece di prendere in esame un grafico diverso per ogni K_p , conside-

riamo la possibilità di traslare il punto $p = -\frac{1}{K_p}$, e per ogni p applichiamo il criterio di

Nyquist che afferma:

$$N = n_{G_+} - n_{W_+}$$

Dove n_{G_+} e n_{W_+} rappresentano, rispettivamente, il numero di poli a parte reale positiva di $G(s)$ e il numero di poli a parte reale positiva di $W(s)$. N rappresenta il numero di giri che il diagramma di Nyquist di $G(s)$ compie attorno al punto p , considerando positivi giri antiorari.

Analizzando la figura 5 si ottiene:

- 1) Se $K_p > 0$, cioè $-\frac{1}{K_p} < 0$, allora il diagramma non circonda il punto p .

Per il criterio di Nyquist

$$N = 0, \quad n_{G_+} = 0 \quad \Rightarrow \quad n_{W_+} = 0$$

Cioè $W(s)$ è BIBO stabile.

- 2) Se $K_p < -1$, cioè $0 < -\frac{1}{K_p} < 1$, allora il diagramma circonda il punto p .

Per il criterio di Nyquist

$$N = -1, \quad n_{G_+} = 0 \quad \Rightarrow \quad n_{W_+} = 1$$

Cioè $W(s)$ è instabile.

- 3) Se $-1 < K_p < 0$, cioè $-\frac{1}{K_p} > 1$, allora il diagramma non circonda il punto p .

Per il criterio di Nyquist

$$N = 0, \quad n_{G_+} = 0 \quad \Rightarrow \quad n_{W_+} = 0$$

Cioè $W(s)$ è BIBO stabile.

- 4) Se $K_p = 0$ allora $W(s) = 0$ quindi è BIBO stabile.
- 5) Se $K_p = -1$ $W(s)$ presenta dei poli a parte reale nulla, quindi è instabile.

Unendo i risultati si ottiene che $W(s)$ è BIBO stabile per $K_p > -1$.

Indichiamo con $u(t)$ l'uscita del compensatore $C(s)$. Per non incorrere in fenomeni di saturazione la tensione non deve superare $V_{nom} = 260 \text{ V}$. Il massimo valore del segnale d'ingresso, $V_r = 3\pi$, si ha in corrispondenza della massima elevazione di 90 gradi consentita dell'antenna. Di conseguenza:

$$u(t) = 3\pi K_p < 260 \quad \Rightarrow \quad K_p < 27.6$$

2.3 Luogo delle radici

La sintesi del controllore proporzionale può essere eseguita attraverso l'analisi del luogo delle radici. Si tratta di uno studio grafico che determina la posizione dei poli al variare della costante K_p .

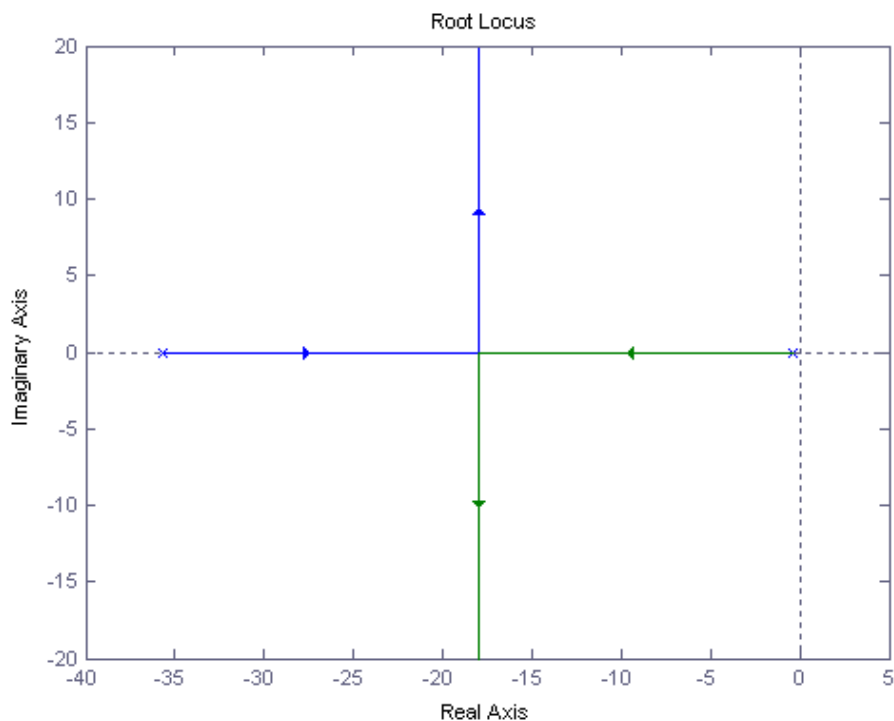


Figura 7: Luogo delle radici di $G(s)$

Il luogo delle radici ha come punti di partenza i due poli $-p_1, -p_2$. Dalla risoluzione dell'equazione dei punti doppi

$$p(s) \frac{dq(s)}{ds} = q(s) \frac{dp(s)}{ds}, \quad \text{con } G(s) = \frac{p(s)}{q(s)}$$

Si ottiene $s = -18$. Il valore di K relativo vale 26.

L'uscita del sistema è priva di oscillazioni se tutti i poli giacciono sull'asse reale. Di conseguenza $0 < K_p < 26$.

Osservando il luogo negativo, si nota che per ogni valore di K i poli sono reali.

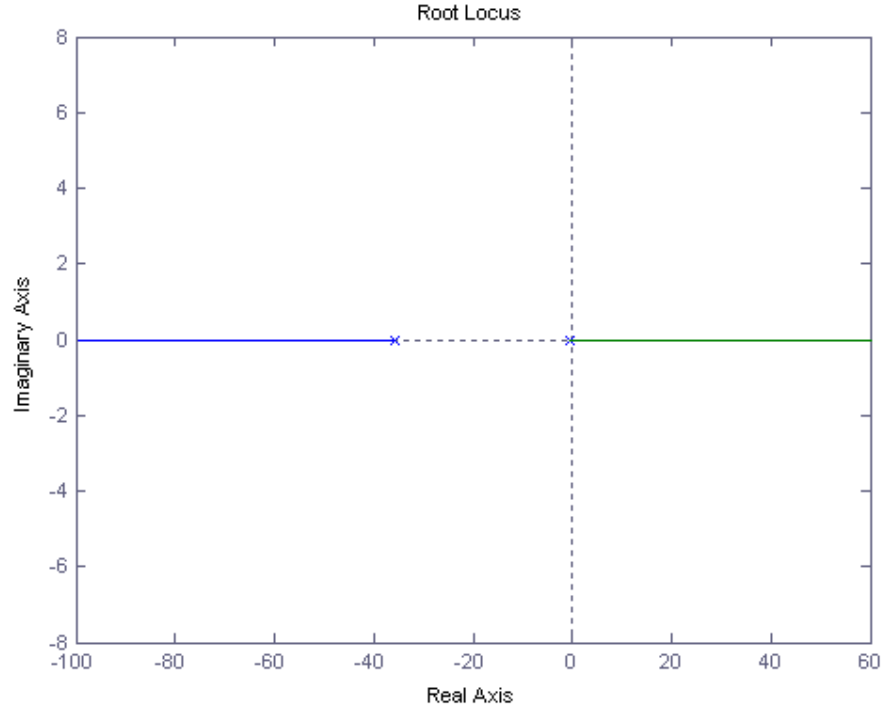


Figura 8: Luogo delle radici negativo di $G(s)$

Valutiamo per quale valore di K i poli hanno parte reale minore di zero. Valutando l'equazione del luogo negativo $q(s) - kp(s)$ sull'asse immaginario ($s = j\omega$) si ottiene l'unica soluzione:

$$\begin{cases} k = 1 \\ \omega = 0 \end{cases}$$

Di conseguenza la BIBO stabilità è garantita se $-1 < K_p < 0$.

Mediante il luogo delle radici si può analizzare per quali valori di K la risposta non presenti picchi di risonanza. Dato che i poli per K negativo sono sempre reali, consideriamo solo valori di K positivi. Intersecando il luogo positivo con la retta $s = (-1 + j)\omega$ si ottengono i valori di K per cui il coefficiente di smorzamento vale $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$. Sostituendo all'equazione $q(s) + kp(s)$ tale espressione di s si ottiene:

$$(K - 3\omega + 1) - i\left(\frac{\omega(\omega - 18)}{6}\right) = 0$$

Uguagliando sia la parte reale che immaginaria a zero si determina, oltre alla soluzione $(k = 0, \omega = 0)$, $(k = 53, \omega = 18)$.

Di conseguenza i valori accettabili per il compensatore proporzionale sono:

$$0 < K_p < 27.6$$

2.4 Secondo controllore

Come secondo compensatore consideriamo un controllore PID. Questa tipologia di controllori combina 3 tipi di azione: un'azione proporzionale, una integrativa e una derivativa. La struttura con cui ne viene descritto il comportamento (nel dominio di Laplace) è la seguente:

$$C_2(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s = \frac{K_i}{s} (1 + \tau_1 s)(1 + \tau_2 s)$$

L'ultima uguaglianza serve per semplificare la costruzione del compensatore, in quanto si evidenzia come il PID realizzi l'azione di un integratore associata a quella di due zeri stabili.

Consideriamo le seguenti specifiche di controllo:

- Tipo 1 (per avere errore al gradino nullo.)
- $\omega_{a,des} \cong 10$ rad/s (per avere un tempo di salita dell'ordine delle centinaia di millisecondi.)
- e_{rp} alla rampa di circa 0.05.
- $\varphi_a \cong 90$ gradi (per evitare la presenza di picchi di risonanza in $W(s)$).

La presenza di un integratore rende il sistema di tipo 1. Considerando che $e_{rp} \approx \frac{1}{K_p}$,

fissiamo $K_p = 20$.

Assumiamo $C'_2(s) = \frac{20}{s}$ e analizziamo il comportamento di

$$C'_2(s)G(s) = \frac{20}{s \left(1 + \frac{s}{p_1}\right) \left(1 + \frac{s}{p_2}\right)}.$$

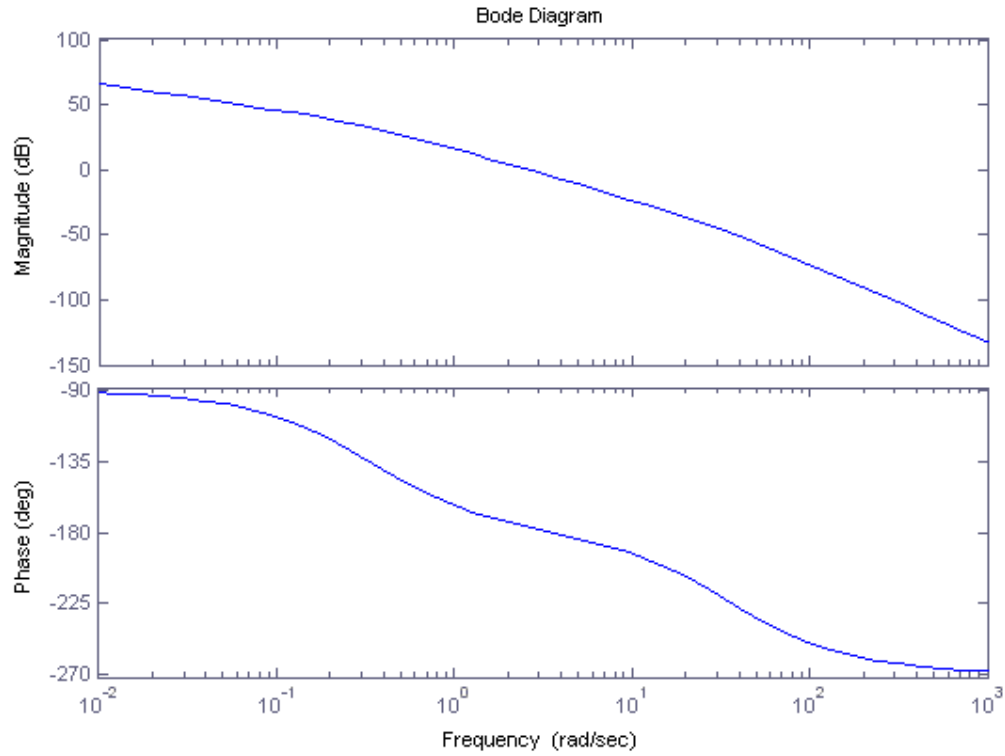


Figura 9: Diagramma di Bode di $C'_2(s)G(s)$

Dal diagramma di Bode di $C'_2(s)G(s)$ (Figura 9), si osserva che:

- $\omega_a \cong 2.5$ rad/s
- $\varphi_a \cong 3.3$ gradi

Considerando che in $\omega_{a,des}$ il modulo vale circa -22 dB, si deve introdurre il primo zero circa 1.1 decadi prima di $\omega_{a,des}$. Il secondo zero a disposizione, viene utilizzato per migliorare il margine di fase, effettuando una cancellazione zero/polo in p_2 .

Otteniamo il seguente compensatore:

$$C_2(s) = \frac{20}{s} \left(1 + \frac{s}{p_2} \right) (1 + 1.4s)$$

Da cui si ricava

$$C_2(s)G(s) = \frac{20(1+1.4s)}{s \left(1 + \frac{s}{p_1}\right)}$$

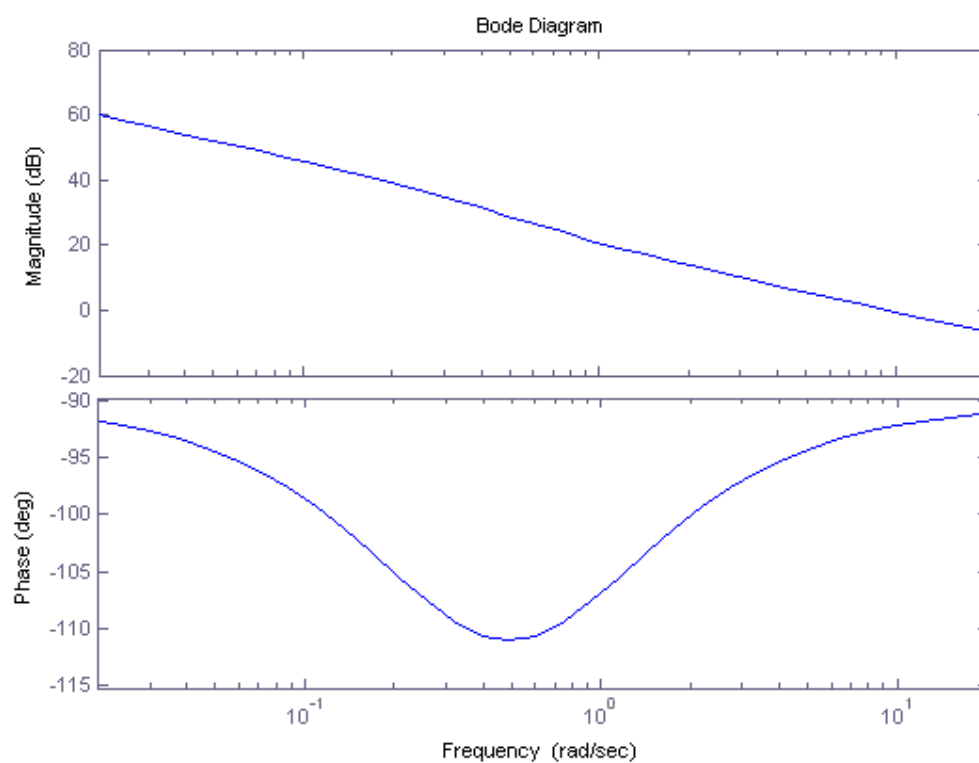


Figura 10: Diagramma di Bode di $C_2(s)G(s)$

Dal diagramma di Bode di $C_2(s)G(s)$ (Figura 10), si osserva che:

- $\omega_a \cong 9.4$ rad/s
- $\varphi_a \cong 87.7$ gradi

Raggiungendo così le specifiche richieste.

2.5 Terzo controllore

Consideriamo un controllore realizzato mediante sintesi per tentativi. Nella realizzazione del compensatore vengono valutati i diagrammi di Bode di $G(s)$ e si cerca di posizionare degli zeri o dei poli stabile per cercare di raggiungere le specifiche richieste.

Consideriamo le stesse specifiche di controllo proposte per il secondo controllore:

- Tipo 1 (per avere errore al gradino nullo.)
- $\omega_{a,des} \cong 10$ rad/s (per avere un tempo di salita dell'ordine delle centinaia di millisecondi)
- e_{rp} alla rampa di circa 0.05.
- $\varphi_a \cong 90$ gradi (per evitare la presenza di picchi di risonanza in $W(s)$)

Di conseguenza si ottiene lo stesso compensatore

$$C'_3(s) = \frac{20}{s}$$

Osservando i diagrammi di Figura 9 si nota che, dopo aver effettuato una doppia cancellazione zero/polo in p_1, p_2 , mediante una rete ritardatrice si riesce a soddisfare il requisito sulla frequenza di attraversamento, ottenendo:

$$C_3(s) = \frac{20}{s} \frac{\left(1 + \frac{s}{p_1}\right) \left(1 + \frac{s}{p_2}\right) (1 + 500s)}{(1 + 1000s)}$$

Da cui

$$C_3(s)G(s) = \frac{20}{s} \frac{(1 + 500s)}{(1 + 1000s)}$$

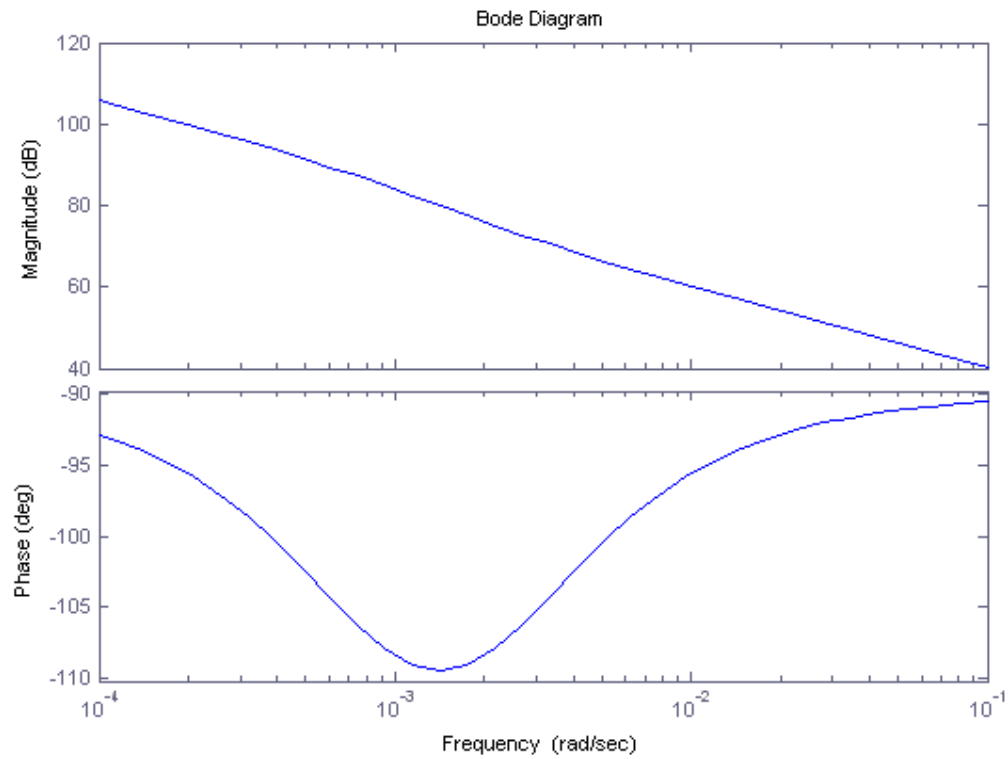


Figura 11: Diagramma di Bode di $C_3(s)G(s)$

Dal diagramma di Bode di $C_3(s)G(s)$ (Figura 11), si osserva che:

- $\omega_a \cong 10$ rad/s
- $\varphi_a \cong 90$ gradi

Raggiungendo così le specifiche richieste.

2.6 Quarto controllore

Come quarto compensatore consideriamo un altro controllore PID e consideriamo le seguenti specifiche di controllo:

- Tipo 1 (per avere errore al gradino nullo.)
- $\omega_{a,des} \cong 100$ rad/s (per avere un tempo di salita dell'ordine della decina di millisecondi.)
- e_{rp} alla rampa di circa 0.01.
- $\varphi_a \cong 90$ gradi (per evitare la presenza di picchi di risonanza in $W(s)$).

L'introduzione di un integratore in catena aperta rende il sistema di tipo 1. Sapendo che

$$e_{rp} \approx \frac{1}{K_p}, \text{ fissiamo } K_p = 100.$$

Assumiamo $C'_4(s) = \frac{100}{s}$ e analizziamo il comportamento di

$$C'_4(s)G(s) = \frac{100}{s \left(1 + \frac{s}{p_1}\right) \left(1 + \frac{s}{p_2}\right)}.$$

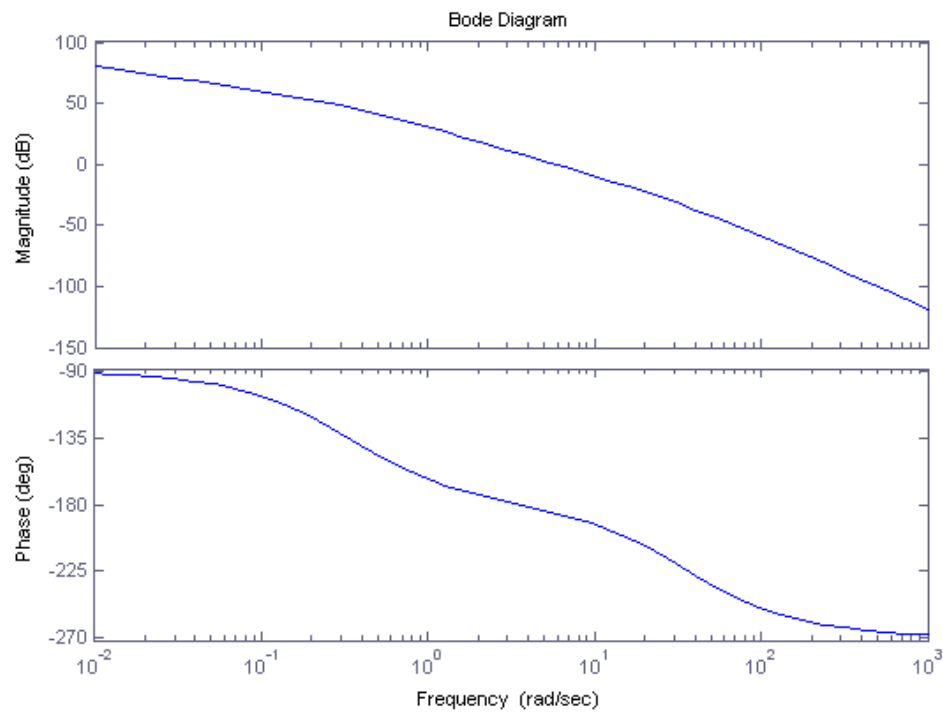


Figura 12: Diagramma di Bode di $C'(s)G(s)$

Si nota che, dopo aver effettuato una doppia cancellazione zero/polo in p_1, p_2 , si riesce a soddisfare sia il requisito sulla frequenza di attraversamento sia quello sulla fase, ottenendo:

$$C_4(s) = \frac{100}{s} \left(1 + \frac{s}{p_1} \right) \left(1 + \frac{s}{p_2} \right)$$

Da cui

$$C_4(s)G(s) = \frac{100}{s}$$

CAPITOLO TERZO

SIMULAZIONI E OSSERVAZIONI

2.7 Simulazioni

Riportiamo gli andamenti delle risposte al gradino del sistema in catena chiusa ottenuto in corrispondenza ad i quattro controllori proposti, analizzando anche la presenza di eventuali saturazioni. Nonostante durante la sintesi possa essere conveniente considerare controllori impropri, nella realtà essi non sono fisicamente realizzabili. Aggiungeremo quindi un polo in alta frequenza, posto due decadi dopo la pulsazione di attraversamento $\omega_{a,des}$, per ogni compensatore improprio.

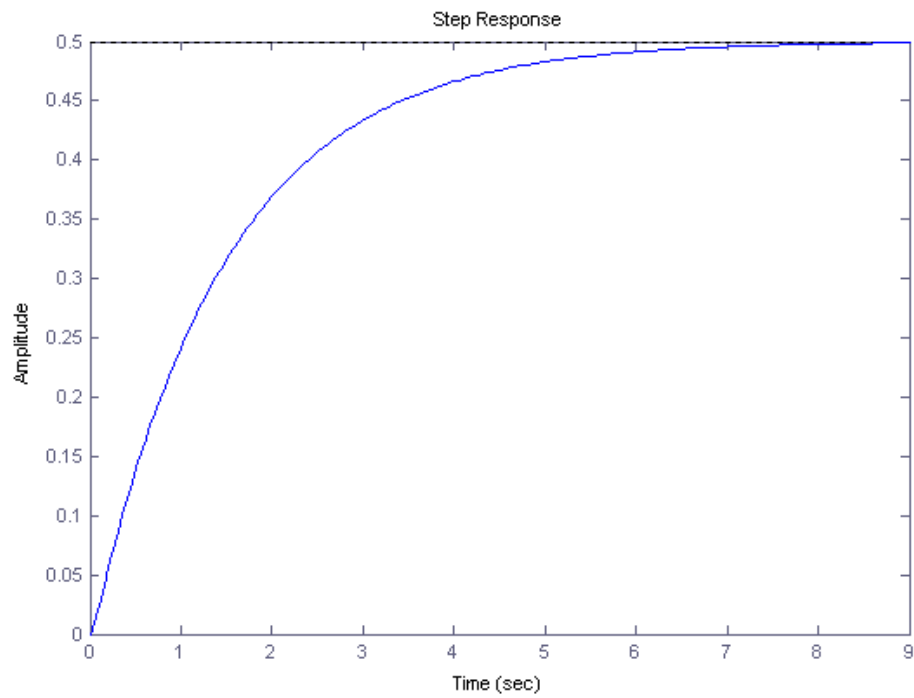


Figura 14: $y(t)$ con $C_1(s) = 1$

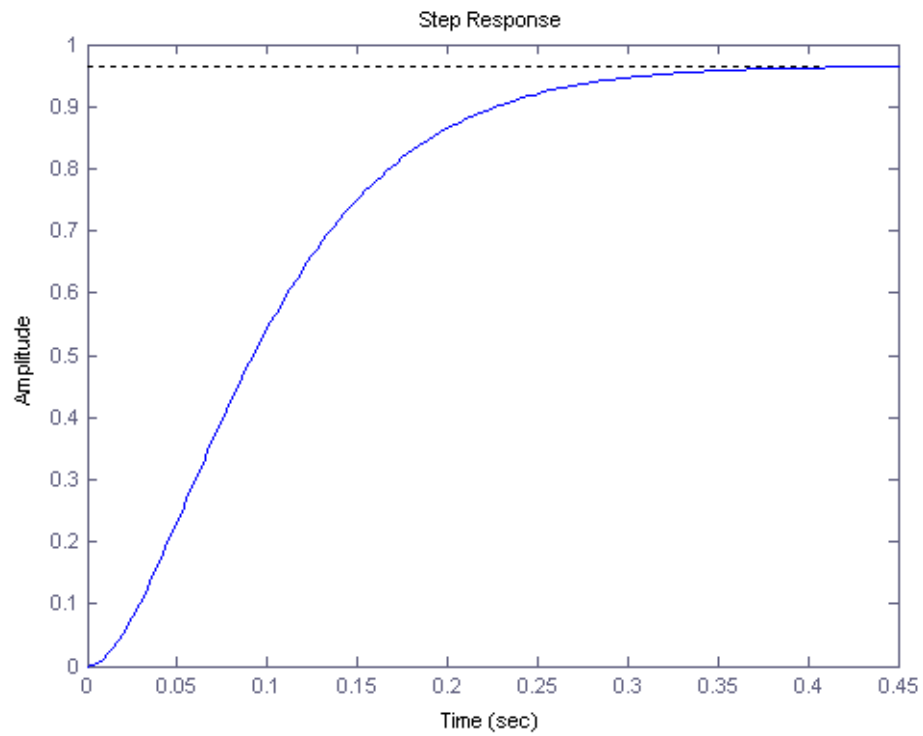


Figura 13: $y(t)$ con $C_1(s) = 26$

Le Figure 11 e 12 rappresentano le risposte al gradino unitario con costanti diverse. Si nota che all'aumentare di K_p diminuisce il tempo di salita. Il massimo valore di $K_p = 27.6$, non è molto elevato e non permette, essendo il sistema di tipo zero, di raggiungere un errore a regime inferiore a circa 0.04. Per poter diminuire questo errore abbiamo utilizzato il compensatore PID prima descritto.

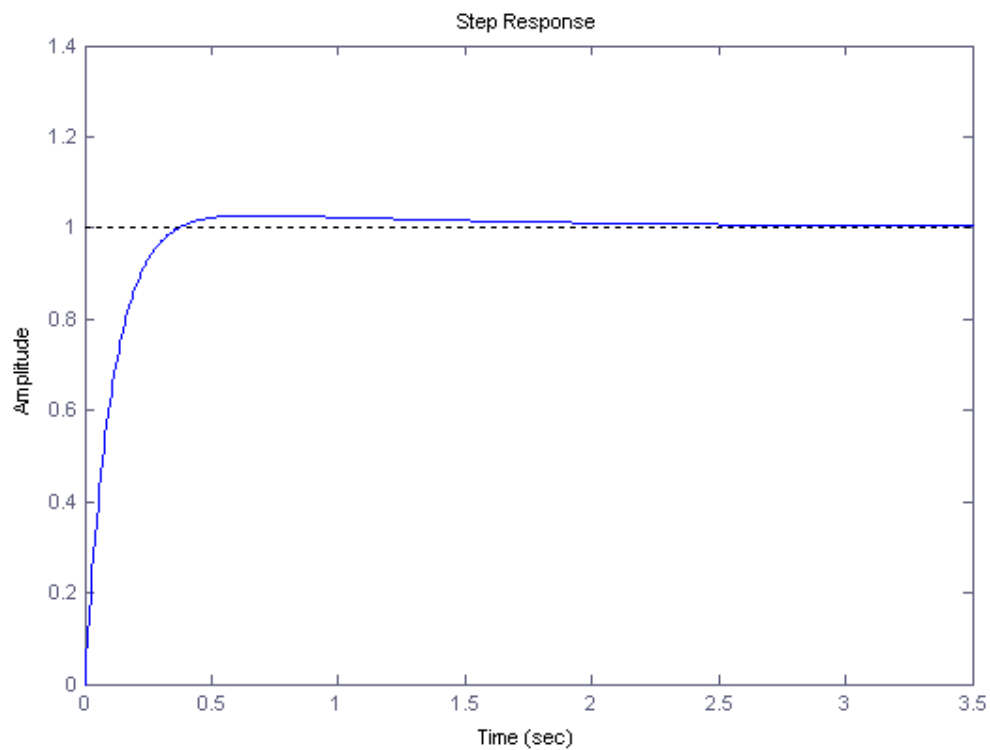


Figura 15: $y(t)$ con $C_2(s)$

Dal grafico si nota una maggior velocità a raggiungere il valore a regime ($t_r \cong 0.21$ sec). È presente un piccolo picco di risonanza di circa il 2 % che introduce un tempo di assestamento di circa 0.5 secondi.

Ricavando il segnale $u(t)$ dato in ingresso al motore dallo schema di controllo (Figura 3) si ricava che:

$$U(s) = (1 - W(s))R(s)C(s)$$

Sostituendo i valori, considerando $R(s) = \frac{3\pi}{s}$ e anti trasformando si ottiene:

$$u(t) = 194e^{-9.1t} - 0.56e^{-0.75t} + 7199e^{-990t} + 35.7 \cdot 10^{-9}e^{-1000t} + 9.42$$

Il massimo valore di $u(t)$ vale $u(0) = 7402$ V.

Si verificano quindi fenomeni di saturazione. Effettuiamo ora una simulazione del sistema limitando la tensione nell'intervallo $[0, 260]$ V, per non superare i limiti fisici del motore, considerando il massimo valore del segnale di riferimento.

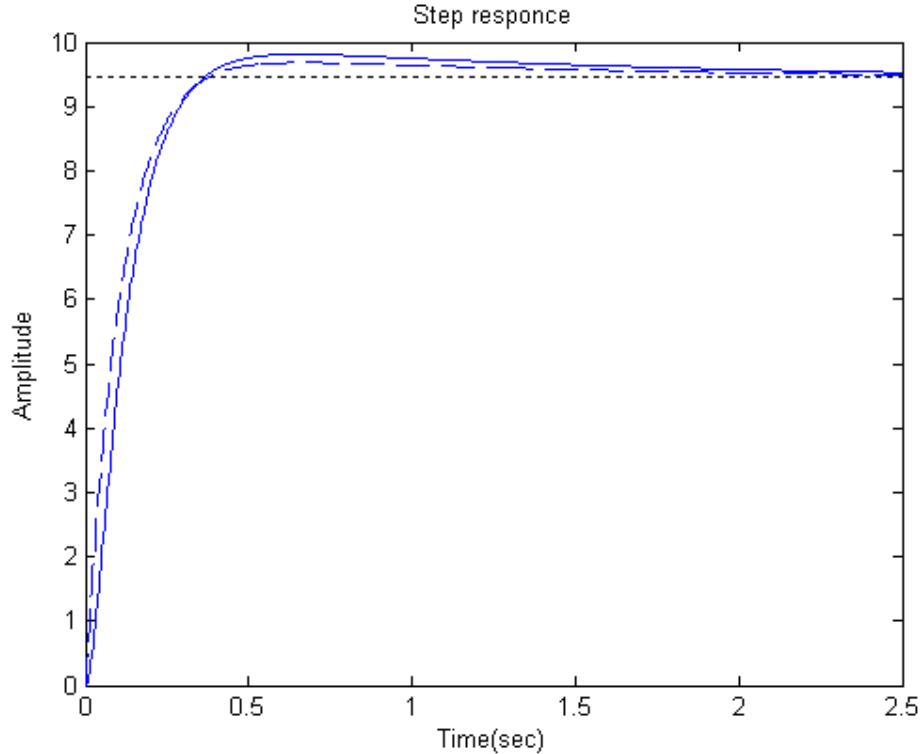


Figura 16: $y(t)$ con $C_2(s)$, con saturazione

Il tempo di salita rimane circa invariato ($t_r \cong 0.22$ sec) mentre il picco di risonanza aumenta al 3%, portando il tempo di assestamento a 1.2 secondi (la curva tratteggiata rappresenta la risposta senza saturatore).

Per eliminare il picco di risonanza introdotto dal secondo compensatore abbiamo considerato $C_3(s)$.

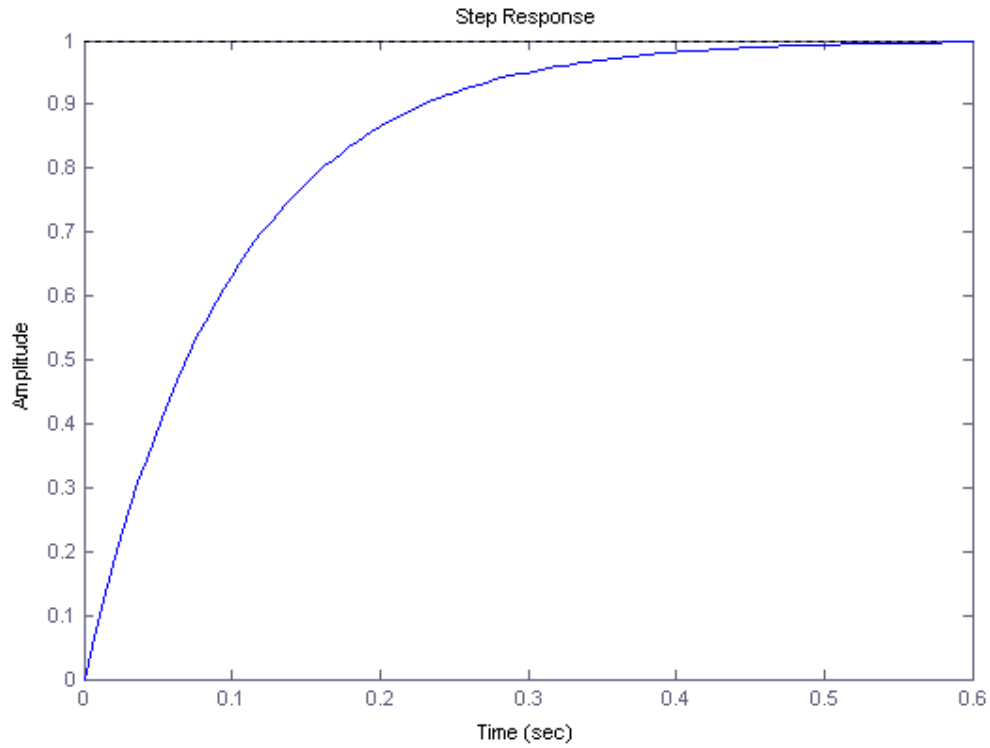


Figura 17: $y(t)$ con $C_3(s)$

Dal grafico si nota un tempo di salita $t_r \cong 0.22$ sec. Come nel caso precedente ricavando il segnale $u(t)$ dato in ingresso al motore dallo schema di controllo (Figura 3) si ottiene:

$$u(t) = 194e^{-10.1t} - 0.001e^{-0.002t} + 7644e^{-990t} + 58.9 \cdot 10^{-9}e^{-1000t} + 9.42e^{-0.0003t}$$

Il massimo valore di $u(t)$ vale 7850 V.

Si verificano anche qui fenomeni di saturazione. Effettuiamo una simulazione del sistema limitando la tensione nell'intervallo $[0, 260]$ V, considerando il massimo valore del segnale di riferimento.

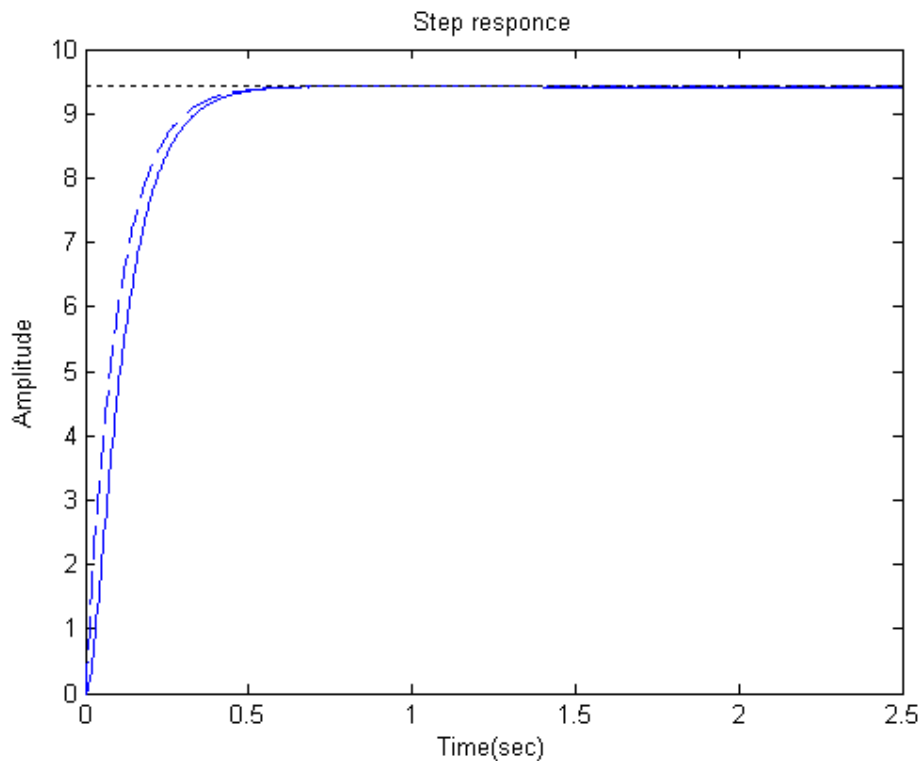


Figura 18: $y(t)$ con $C_3(s)$, con saturazione

La risposta del sistema (la curva tratteggiata rappresenta la risposta senza saturatore) non presenta differenze apprezzabili rispetto al caso senza saturazione (il tempo di salita vale $t_r \cong 0.23$ sec).

La saturazione è dovuta all'introduzione del polo in alta frequenza utilizzato per rendere il compensatore proprio. Gli effetti introdotti da quest'ultimo si esauriscono molto in fretta data la velocità del modo corrispondente, di conseguenza l'azione del saturatore si verifica solo per un breve tempo.

Consideriamo $C_4(s)$

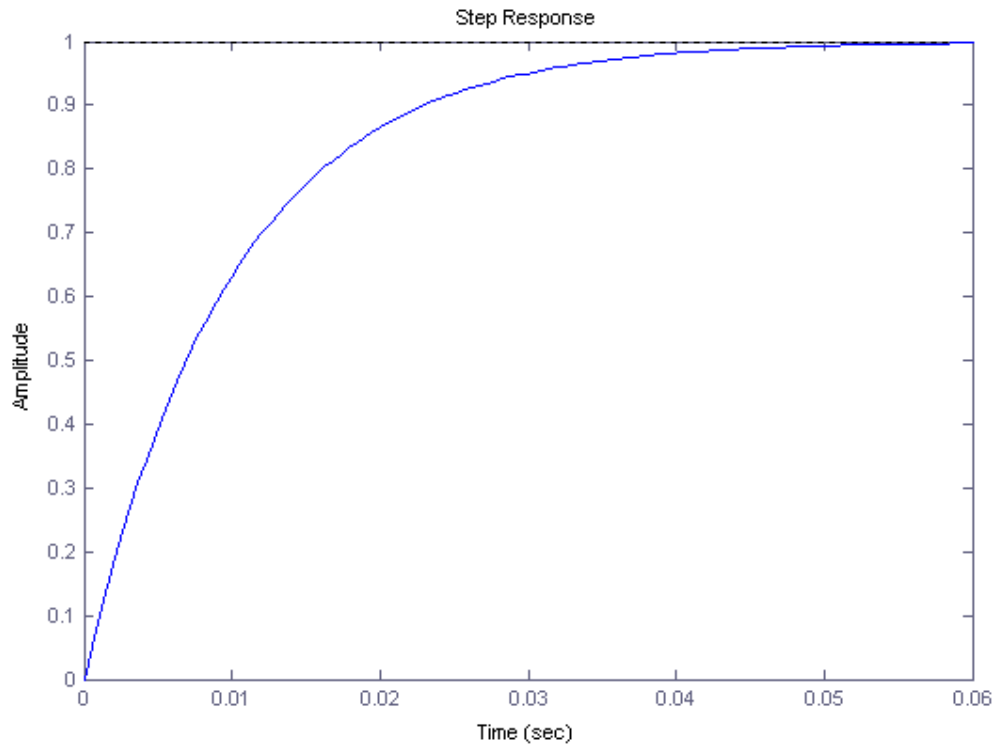


Figura 19: $y(t)$ con $C_4(s)$

La risposta è caratterizzata da una tempo di salita $t_r \cong 22$ ms, circa dieci volte minore rispetto ai controllori precedenti. Ricavando il segnale $u(t)$ si ha:

$$u(t) = -5222e^{-101t} + 790000e^{-9900t} + 5.24 \cdot 10^{-6}e^{-10000t} + 9.42$$

Il massimo valore di $u(t)$ vale 785000 V.

Effettuiamo ora una simulazione del sistema limitando la tensione nell'intervallo $[0,260]$ V, considerando il massimo valore del segnale di riferimento.

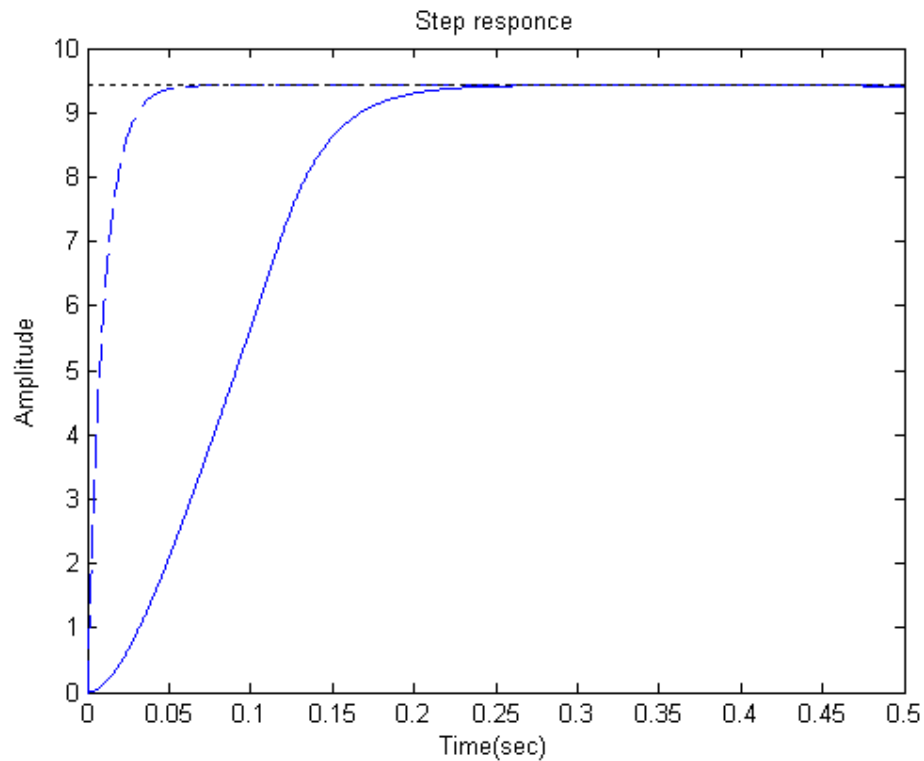


Figura 20: $y(t)$ con $C_4(s)$, con saturatore

Si osserva una risposta con un tempo di salita $t_r \cong 0.12$ sec, circa cinque volte superiore al valore senza saturatore (la curva tratteggiata rappresenta la risposta senza saturatore). Nonostante un controllore che soddisfi specifiche migliori, la velocità del sistema viene vincolata da limiti fisici, portando così il tempo di salita a valori confrontabili rispetto ai compensatori precedentemente analizzati.

2.8 Conclusioni

Si è scelto di iniziare la progettazione dei controllori partendo dal più semplice per poi migliorare successivamente. Il primo controllore, basato solamente su un'azione moltiplicativa, permette di raggiungere i minimi risultati per rendere il sistema sufficientemente “buono” a scapito di un errore a regime presente anche con la risposta al gradino. Il secondo controllore introduce un polo nell'origine permettendo un miglioramento sia del tempo di salita sia dell'errore a regime. Il terzo controllore soddisfa tutti i requisiti nel modo migliore, a svantaggio però della sua complessità. Infine si è cercato di realizzare un controllore con prestazioni migliori ma si è visto che i benefici vengono attenuati dai limiti fisici del sistema.

Un'ultima osservazione riguarda le soluzioni proposte in questa tesi. L'analisi effettuata può condurre a soluzioni differenti altrettanto valide, rendendo così le soluzioni non univoche.

RIFERIMENTI BIBLIOGRAFICI

BIBLIOGRAFIA

Mauro Bisiacco, Maria Elena Valcher, “Controlli Automatici”, Edizioni libreria
Progetto Padova, 2008

Mauro Bisiacco, Simonetta Braghetto, “Teoria dei sistemi dinamici”, Edizioni libreria
Progetto Padova, 2010

<http://www.mathworks.it/help/toolbox/simulink/slref/pidcontroller.html> Portale dedicato alla
documentazione matlab (ultimo accesso: agosto 2012)